

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-064933

(43)Date of publication of application : 07.03.1997

(51)Int.Cl.

H04L 27/38
 H03H 21/00
 H04B 3/10
 H04L 27/01
 H04L 27/22

(21)Application number : 07-240896

(71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 25.08.1995

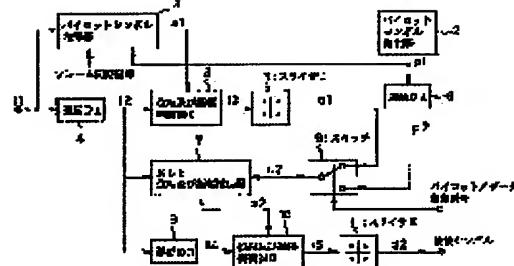
(72)Inventor : BUASHITSUCHI DOBURITSUA

(54) CARRIER SYNCHRONIZATION UNIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve carrier tracking capability and the performance of a receiver by compensating fading through the combination of pilot symbol interpolation and estimate by the decisive feedback successive least square method.

SOLUTION: A known pilot symbol periodically and a sample corresponding thereto are respectively inserted to a transmitter and the result is extracted by a receiver. A phase and amplitude estimate device 7 adopting the successive least square method extracts a phase and an amplitude of a delayed reception signal i2 by the adaptive algorithm based on a detection symbol d1 resulting from a slicer 5 receiving a compensated signal i3 and a known symbol, p2 to estimate a product type I/Q component. A delay block 4 is provided to compensate fading based on a phase and amplitude reference 21 estimated by a pilot symbol interpolation device 1. Thus, the reliability of the estimate is enhanced, deterioration in quality is avoided and the estimated phase and amplitude is continuously obtained.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 25.08.1995

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3013763

[Date of registration] 17.12.1999

[Number of appeal against examiner's decision]

[of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-64933

(43)公開日 平成9年(1997)3月7日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	府内整理番号	F I	技術表示箇所
H 04 L 27/38			H 04 L 27/00	G
H 03 H 21/00		9274-5 J	H 03 H 21/00	
H 04 B 3/10			H 04 B 3/10	C
H 04 L 27/01			H 04 L 27/00	K
27/22			27/22	Z

審査請求 有 請求項の数15 F D (全 13 頁)

(21)出願番号 特願平7-240896

(22)出願日 平成7年(1995)8月25日

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72)発明者 ヴァシッチ ドブリツア

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株
式会社内

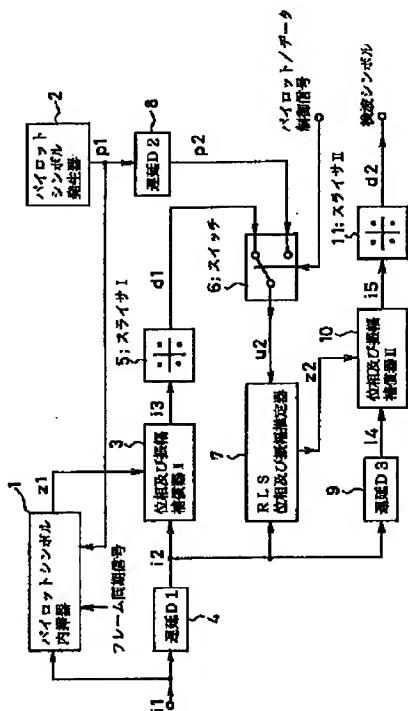
(74)代理人 弁理士 加藤 朝道

(54)【発明の名称】 キャリア同期ユニット

(57)【要約】

【課題】周波数非選択性フェージングチャネル間での同期検波データ通信システムにおける新規なキャリア同期方法を提供する。

【解決手段】フェージングチャネル乗法型歪は、受信信号とその推定値との間の時間重み付けされた二乗誤差を最小化する繰り返し最小二乗誤差法による適応アルゴリズムを用いて計算され、受信信号の推定値は、検波されたシンボルとパイロットシンボルとに乗法型歪の推定値を乗算することにより形成される。シンボル間干渉のない受信が仮定される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】パイロットシンボルを内挿することによりフェージングによる伝送路の乗積型歪の位相及び振幅を推定するパイロットシンボル内挿型位相及び振幅推定手段と、フェージングによる伝送路の乗積型歪の位相及び振幅を逐次型最小二乗法 (recursive least squares : RLS) により推定する RLS 型位相及び振幅推定手段と、フェージングによる乗積型歪を補償する歪補償手段と、同期検波により受信シンボルを判定するシンボル判定手段と、少なくとも受信信号を遅延するための遅延手段と、前記 RLS 型位相及び振幅推定手段を周期的にトレーニングする手段と、を含み、

前記パイロットシンボル内挿型位相及び振幅推定手段と判定帰還構成の RLS 型位相及び振幅推定手段とを複合してなることを特徴とするキャリア同期ユニット。

【請求項2】前記パイロットシンボル内挿型位相及び振幅推定手段により推定された前記フェージングによる伝送路の乗積型歪の位相及び振幅を前記歪補償手段にて補償した信号を前記シンボル判定手段に入力し、検出されたシンボルと、既知のパイロットシンボルとを前記 RLS 型位相及び振幅推定手段に帰還入力し、前記 RLS 型位相及び振幅推定手段は、該帰還入力されたシンボルと、遅延された受信信号とに基づき前記乗積型歪の位相及び振幅の推定値を算出することを特徴とする請求項1記載のキャリア同期ユニット。

【請求項3】前記パイロットシンボル内挿型位相及び振幅推定手段が、受信信号からパイロットシンボルに対応するサンプルを抽出し、該サンプルの位相及び振幅を抽出し、これらを予め定めた所定の内挿方法を用いて内挿し、乗積型歪の推定値を形成することを特徴とする請求項1記載のキャリア同期ユニット。

【請求項4】前記 RLS 型位相及び振幅推定手段が、重み付け二乗誤差の時間平均値を最小にする逐次型最小二乗法 (RLS) 適応アルゴリズムを用いることを特徴とする請求項1記載のキャリア同期ユニット。

【請求項5】フェージングによる伝送路の乗算型歪の推定の信頼性を改善するために、周期的に挿入された既知のシンボル又はパイロットシンボルを前記 RLS 型位相及び振幅推定手段のトレーニングに用いる手段を含むことを特徴とする請求項4記載のキャリア同期ユニット。

【請求項6】前記歪補償手段が、前記パイロットシンボル内挿型位相及び振幅推定手段の推定値を用いて位相及び振幅を補償する第1の位相及び振幅補償手段と、前記 RLS 型位相及び振幅推定手段により推定された位相及び振幅推定値を用いて位相及び振幅を補償する第2の位相及び振幅補償手段と、

を含むことを特徴とする請求項1記載のキャリア同期ユニット。

【請求項7】前記第1の位相及び振幅補償手段が、前記パイロットシンボル内挿型位相及び振幅推定手段の出力に作動可能に接続され、受信信号の位相及び振幅の補償のための所定の演算を行なう手段を含むことを特徴とする請求項6記載のキャリア同期ユニット。

【請求項8】前記第2の位相及び振幅補償手段が、前記 RLS 型位相及び振幅推定手段により位相及び振幅推定器の出力に作動可能に接続され、遅延された受信信号の位相及び振幅の補償のために所定の演算処理を行なう手段を含むことを特徴とする請求項6記載のキャリア同期ユニット。

【請求項9】前記シンボル検出手段が、請求項6記載の前記第1の位相及び信号補償手段の出力を用いてシンボルを検波する第1の判定手段と、請求項6記載の前記第2の位相及び信号補償手段の出力を用いてシンボルを検出する第2の判定手段と、を含むことを特徴とする請求項1記載のキャリア同期ユニット。

【請求項10】前記第1の判定手段が、前記第1の位相及び振幅補償手段の出力に作動可能に接続され、前記逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定の判定帰還入力信号を発生するために仮シンボル判定を行なうことを特徴とする請求項9記載のキャリア同期ユニット。

【請求項11】前記第2の判定手段が、前記第2の位相及び振幅補償手段の出力に作動可能に接続され、判定データを出力するためにシンボルを判定することを特徴とする請求項9記載のキャリア同期ユニット。

【請求項12】前記遅延手段が、前記パイロットシンボル内挿型位相及び振幅推定手段における内挿を行なうことにより発生する遅延を補償する第1の遅延手段と、前記 RLS 型位相及び振幅推定手段の追尾遅延を補償する第2の遅延手段と、を含むことを特徴とする請求項1記載のキャリア同期ユニット。

【請求項13】前記第1の遅延手段が、受信信号と受信機内部で発生されたパイロットシンボルとを遅延し、前記パイロットシンボル内挿型位相及び振幅推定手段による内挿遅延を補償する手段をさらに含むことを特徴とする請求項12記載のキャリア同期ユニット。

【請求項14】前記第2の遅延手段が、受信信号を遅延して前記 RLS 型位相及び振幅推定手段により引き起こされた追尾遅延を補償する手段を含み、前記 RLS 型位相及び振幅推定手段における追尾遅延は、逐次型最小二乗法の重み付け係数の関数とされ、選択された重み付け係数に応じて所定の遅延が挿入されることを特徴とする請求項12記載のキャリア同期ユニット。

【請求項15】前記トレーニング手段が、パイロットシンボルを受信機内部で発生する手段と、前記パイロットシンボルと判定シンボルとを時分割多重したフレームを作成する手段と、を含み、受信機においてフレーム同期方式が実装されていることを特徴とする請求項1記載のキャリア同期ユニット。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、セルラ電話システムに関し、より詳しくは、周波数非選択性フェージングチャネル間での同期検波データ通信システムにおける新規なキャリア同期ユニットに関する。

【0002】

【従来の技術】コヒーレント検波（「同期検波」という）方式は、遅延検波方式或いは非同期方式に比べ電力効率の点で優れるものである。しかしながら、同期検波に必要なキャリア復元は、フェージングチャネルの時変特性の影響を被る。デジタル通信システムにおいて同期検波によってもたらされる電力効率は、受信機にキャリア同期ユニットが付設されているときにのみ可能となる。

【0003】そして、複雑なフェージング歪を良好に推定することは、同期に好結果をもたらすのに不可欠である。

【0004】急速なフェージングは、デジタル方式の移動体通信における中心的課題である。実装上の配慮や、ロバスト（頑強）な位相推定アルゴリズムの欠如といった理由から、従来、遅延検波技術やその他の非同期技法がフェージングチャネルにおいて伝統的に用いられてきた。同期型復調に近いものが実現されるならば、相当な性能改善が達成可能とされる。

【0005】潜在的に同期型受信を用いる多值位相変調（M-PSK）や多值直交振幅変調（M-QAM）のような線形復調方式は、非常に好ましい通信方式を形成している。

【0006】非同期検波に対する同期検波の電力効率上の利点は、チャネル符号化（チャネルコーディング）あるいは同一チャネル干渉（cochannel interference）を考慮したときに現実的に高まる。

【0007】チャネルがレイリーフェージング（Rayleigh fading）によって崩れ、チャネル位相が急速に変動しているときは、受信信号から位相を抽出する効率的なキャリア同期技術が同期復調方式に用いられるべきである。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】キャリアの位相及び振幅推定と等価なフェージングチャネルの乗積型歪（multiplicative distortion）の推定用の逐次型最小二乗法（Recursive Least Squares、「RLS」ともいう）による適応アルゴリズムを用いることで、推定精度が改善

され、推定値に対する加算型ノイズ（additive noise）の影響を低減し、推定値の信頼性が増大する。しかしながら、データ位相を行うためにキャリアに変調をかけることにより発生する振幅、位相の変化とフェージングによる歪は区別するために該変調は除去されなければならない。

【0009】これは、判定指向型キャリア同期設計方式（decision-directed carrier synchronization architecture）の必要性を意味する。判定指向処理（判定した結果のシンボルを用いて次の処理を行う方法）は、PLL（Phase Locked Loop；位相同期ループ）と同様の膠着（ハングアップ）現象を有しており、また因果的な（causal）位相及び振幅推定方法しか使えないという制約がある。

【0010】非因果的な位相及び振幅の推定としては、例えばスマージング処理（平滑化処理）が挙げられる。スマージング方式は、位相及び振幅推定性能を改善するが、それは時間的に後に受信する信号の乗積型歪の値も用いて現時刻の基準推定値を生成するからである。しかしながら、判定指向型キャリア同期方式ではこのように時間的に後の信号を用いることができない。

【0011】逐次型最小二乗法による適応アルゴリズムのための重み付け係数は、多重伝搬路歪の推定値におけるノイズの影響を低減するため、「1」に近いものでなくてはならない。

【0012】重み付け係数が大きくなればなるほど、加算型ノイズの影響は小さくなるが、乗積型歪の変化に対する応答速度は遅くなる。重み付け係数が大きくなればなるほど、RLS推定器の収束は鈍り、そのことが結果的に推定に追尾遅延（トラッキング遅延）を招くことになる。この追尾遅延は、判定指向型同期方式において破壊的であり、バーストエラーへと導くことになる。

【0013】フェージングに起因する、複素数値をとる乗積型歪（等価的な低域済過フィルタに対してフェージング歪は時変型の複素数値の乗算として表わされる）の両成分（実数成分、及び虚数成分）が同時に小さくなると、それらが振幅を深く下げかつ大きな位相変化をもたらす。

【0014】こうした急速な位相変動は、判定指向型同期システムのような位相追尾型システムにとって困難をもたらす。そして、追尾遅延は、シンボル決定のエラーを引き起こし、推定用にこれらの誤ったシンボルを用いることで推定をさらに劣化させ、そのことがキャリア同期ユニットの位相誤差及び膠着（ハングアップ）へと導く。

【0015】最小二乗フェージングメモリ曲線への適合（カーブフィット）と外挿とに基づく予測と、判定指向型キャリア同期方式における逐次型最小二乗法とを組み合わせることで、キャリア追尾能力の改良をもたらし、膠着現象は最小化される。なお、逐次型最小二乗法によ

る位相及び振幅の推定に予測を組み合わせることで追尾遅延を補償するものについては、後述するシステム（図5及び図6参照）を本発明者は提案している。

【0016】確かに、膠着現象は、このような方法によって最小化されるが、膠着現象を完全に除去することはできない。

【0017】他方、パイロットシンボルの内挿方法は比較的実現が容易である。受信機は、パイロットシンボルにより与えられるチャネル測定値を内挿して検波用に位相及び振幅基準を得る。

【0018】しかしながら、線形内挿のような通常のシンボル内挿や低域渦波フィルタによる内挿或いはガウス内挿は冗長性を有し、パイロットシンボル速度を増大させないかぎりフェージングチャネルの乗積型歪を正確に推定することはできない。

【0019】最適な内挿を達成するため、従来、例えばウィーナーフィルタ（Winer filter；線形フィルタであり、目標値と出力の誤差 $e(t)$ の2乗平均値を最小にする荷重関数を有するフィルタ）が提案されたことがあるが、確かに、冗長性は低減できるものの、非常に大量的計算が要求される。

【0020】従って、本発明は、上記問題点に鑑みてなされたものであって、周波数非選択性フェージングチャネル間での同期検波データ通信システムにおける新規なキャリア同期ユニットを提供することを目的とする。すなわち、本発明は、後述するようにフェージングチャネル乗積型歪の推定における冗長性を低減し、推定の信頼性を向上し、RLS推定の追尾遅延の影響を補償するキャリア同期ユニットを提供するものである。

【0021】

【課題を解決するための手段】前記目的を達成するため、本発明は、パイロットシンボルを内挿することによりフェージングによる伝送路の乗積型歪の位相及び振幅を推定するパイロットシンボル内挿型位相及び振幅推定手段と、フェージングによる伝送路の乗積型歪の位相及び振幅を逐次型最小二乗法（recursive least squares；RLS）により推定するRLS型位相及び振幅推定手段と、フェージングによる乗積型歪を補償する歪補償手段と、同期検波により受信シンボルを判定するシンボル判定手段と、少なくとも受信信号を遅延するための遅延手段と、前記RLS型位相及び振幅推定手段を周期的にトレーニングする手段と、を含み、前記パイロットシンボル内挿型位相及び振幅推定手段と判定帰還構成のRLS型位相及び振幅推定手段とを複合してなることを特徴とするキャリア同期ユニットを提供する。

【0022】本発明は、前記パイロットシンボル内挿型位相及び振幅推定手段により推定された前記フェージングによる伝送路の乗積型歪の位相及び振幅を前記歪補償手段にて補償した信号を前記シンボル判定手段に入力し、検出されたシンボルと、既知のパイロットシンボル

とを前記RLS型位相及び振幅推定手段に帰還入力し、前記RLS型位相及び振幅推定手段は、該帰還入力されたシンボルと、遅延された受信信号とに基づき前記乗積型歪の位相及び振幅の推定値を算出するもので、決定帰還型構成の前記RLS型位相及び振幅推定手段は、第2ステージの推定を担うものである（この場合、第1ステージの推定はパイロットシンボル内挿型位相及び振幅推定手段により行われる）。

【0023】上記の如く、本発明は、キャリア同期用の新規で改良された方法を提案する。本発明によるキャリア同期方法は、パイロットシンボルの内挿と決定帰還（decision-feedback）型RLS推定とをキャリア同期用に組み合わせるものである。

【0024】また、本発明のキャリア同期ユニットは、受信信号をベースバンドに混合する自走発振器を用いることにより、開ループ構造内のキャリア同期用に用いることができ、深いフェージングが生じている間にPLLの性能劣化を回避することができる。

【0025】そして、本発明においては、ディジタル方式で実装されたキャリア同期ユニットに好適に適用され、膠着（ハングアップ）のない同期が提案され、高い成功確率をもって素早い位相獲得がなされ、従来からのシンボル内挿法或いは従来の逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定を伴った判定指向型キャリア同期構造に対し、改善された性能を発揮する。

【0026】本発明が提案する方式は、推定されたチャネル伝達関数の精度を改善し、非常に高速で変動するフェージングチャネル状態を追尾することができる。

【0027】また、本発明においては、まずフェージングチャネルの乗積型歪は、通常の内挿を用いて推定される。これらの推定は、フェージング補償と事前の同期シンボル検波とに用いられる。

【0028】受信機が妥当なシンボルエラー率（0.5に若干満たない）の領域で動作しているものと仮定すると、事前に検波されたシンボルを用いてデータ変調を外す処理は実に満足すべきものとなる。

【0029】事前に検波されたシンボルは、既知のパイロットシンボルと組み合わされ、逐次型最小二乗法推定（RLS推定）に供される。

【0030】逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定器（RLS推定器）は、時間平均重み付けされた二乗誤差を最小化する逐次型最小二乗法の適応アルゴリズムを用いてフェージングチャネルの乗積型歪を推定する。

【0031】そして、逐次型最小二乗法による推定値は、最終的なフェージング補償及びシンボル検波に用いられる。

【0032】ところで、逐次型最小二乗法の適応アルゴリズム用の大きな重み付け係数は「1」に近く、乗積型歪推定におけるノイズの影響を低減する目的に使用されねばならない。しかしながら、逐次型最小二乗法の適応

アルゴリズム用の大きな重み付け係数は、大きな追尾遅延をもたらす。

【0033】推定における追尾遅延は、判定指向型キャリア同期技法にとって破壊的であるが、本発明においては、所定の遅延ブロックにより簡単に補償され、膠着とは無縁の同期が達成される。現在の推定用に先行する数スロットからの情報をこのように用いることにより、時間的に連続して逐次型最小二乗法による推定が適用される。

【0034】僅かな欠点としては、受信機に遅延とバッファ領域とが要求され、同様にまた従来の判定指向型の構成における従来の逐次型最小二乗法の推定に比べ、複雑さが幾分増すことである。

【0035】しかしながら、本発明においては、優れたエラー性能と多値レベル信号規格が可能になることで、これらの欠点は償われて余りあるものとなる。

【0036】本発明が提案する方式は、ディジタル型の実装に非常に適したものであり、あらゆるディジタルの実現要求に適うものである。

【0037】パイロットシンボル内挿と決定帰還逐次型最小二乗法による推定とを組み合わせることによる、フェージング補償は、キャリア追尾能力と受信機性能全体とに改善をもたらす。

【0038】本発明の方式を用いることにより、通常のパイロットシンボル内挿法に比べ、要求されるパイロットシンボルの数を低減し、或いはパイロットシンボル間の時間間隔を増大させることができる。

【0039】

【作用】本発明の原理・作用を以下に説明する。周波数帯域で平坦なフェージングチャネルにおける同期検波は、電力効率の問題を考慮したときに非同期検波に対して利点を有する。しかしながら、同期検波に必要なキャリア復元は、フェージングチャネルの時変特性の影響を受ける。

【0040】本発明では、上記の如く、キャリア同期用の新規で改良された方法が提案される。すなわち、フェージングチャネルの乗積型歪推定用の逐次型最小二乗法による適応アルゴリズムの優れた特徴を生かし、それと同時に従来の判定指向型構成 (decision directed configuration)において特徴的な膠着 (ハングアップ) 現象を克服する。

【0041】逐次型最小二乗法による推定における追尾遅延は、単純な補償用遅延ブロックによって簡単に克服される。

【0042】逐次型最小二乗法推定 (RLS推定) のために、変調が乗積型歪と同様な影響を及ぼそうとも、通常のシンボル内挿法を用いることにより該変調は除去される。

【0043】フェージングチャネルの乗積型歪用の逐次型最小二乗法による適応アルゴリズムは、推定の精度と

信頼度を改善し、加算型 (additive) ノイズの影響を日々に低減し、通常のシンボル内挿法に対して、改善された性能を示す。

【0044】本発明を用いることで、パイロットシンボルの数を低減し、或いはパイロットシンボル間の時間間隔を通常のパイロットシンボル内挿法に比べ増大させることができる。

【0045】本発明の特徴及び長所は、以下の本発明の実施の形態の説明からより明らかとなろう。ここに、図面を簡単に説明しておく。

【0046】図1は、本発明の一実施形態における伝送方式のフレーム構成を図解するものである。伝送器は、既知のシンボルすなわちパイロットシンボルを周期的に挿入するが、キャリア同期ユニットは、内挿と、逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定処理におけるトレーニングのために、パイロットシンボルをチャネル伝達関数の計測に用いる。

【0047】図2は、本発明の一実施形態におけるパイロットシンボル内挿法と決定帰還逐次型最小二乗法による推定とを組み合わせたキャリア同期ユニットのプロック線図を例示するものである。逐次型最小二乗法による適応アルゴリズムが、フェージングチャネルの乗積型歪の推定に適用されている。逐次型最小二乗法により推定する目的で、データ変調は通常のシンボル内挿によって取り除かれる。

【0048】図3は、本発明の一実施形態における位相及び振幅推定処理を詳細に図解するものである。乗積型歪は、受信信号とその推定値との間の時間重み付けされた二乗誤差を最小化する逐次型最小二乗法による適応アルゴリズムを用いて計算される。受信信号の推定値は、検波されたシンボルとパイロットシンボルとに乘積型歪の推定値を乗算することにより形成される。なお、ここではシンボル間干渉のない受信が仮定されている。

【0049】図4は、本発明の一実施形態における逐次型最小二乗法による推定のための計算方法を図解するものである。

【0050】

【発明の実施の形態】本発明の一実施形態においては、ディジタル方式で実現されたキャリア同期ユニットが考慮される。

【0051】複素数値のベースバンド線形変調受信信号が、フェージングに起因する乗積型歪の推定に用いられる。フェージングによる乗積型歪の同相成分 (in-phase) と直交成分 (quadrature) I/Qは、低域済波処理され、乗積型歪のI/Q推定用によく適合したものとされる。

【0052】フェージングに起因する乗積型歪のI/Q成分の低域済波特性 (ローパス特性) は、地上局一移動局間通信及び航空衛星通信用の多くの物理的計測値において検証されている。

【0053】本発明の一実施形態では、位相及び振幅推定は、乗積型歪のI/Q成分を推定することにより行われる。そうした方式で得られる振幅情報すなわち複素数値の乗積型歪の大きさ（マグニチュード）は、経費負担なしで精密な自動利得制御（AGC）に用いることもできる。

【0054】ダイバシチー受信と最大レシオの組み合わせは、このキャリア同期ユニットを用いることにより簡単に実現できるが、これは、このキャリア同期ユニットがチャネル利得の最適推定値をもたらすためである。

【0055】送信機は周期的に既知のシンボルすなわちパイロットシンボルを挿入し、受信機は、パイロットシンボルを対応するサンプルの抽出に用い、フェージングチャネルの乗積型歪の推定値を形成するのにパイロットシンボルを内挿する。

【0056】これらのパイロットシンボルは、逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定器のトレーニングにも用いられる。

【0057】このフレーム構造型伝送は、図1に模式的に図解されている。各スロットはM個のパイロットシンボルとN個のデータシンボルからなる。パイロットシンボルの使用は、伝送パルス波形に何等の変化も或いは平均パワーレシオに対するピークについても何等の変化を引き起こさない。従って、送信機や受信機の複雑さが増すことはない。

【0058】送信機はM個のパイロットシンボルを送信し、続いてN個のデータシンボルを送信し、次に新たなM個のパイロットシンボルを送信するといった処理を繰り返す。

【0059】比N/Mとしては1.5を超えるものが用いられ、そのため、既知のシンボルの挿入に起因する損失は無視できる。フレーム（スロット）ごとのパイロットシンボルの数Mは、通常1ないし5である。なお、数Mが1よりも大であれば、一つのスロットからのパイロットシンボルに対応するサンプルは、累積（積算）して平均化されるべきである。サンプルを平均化することにより、加算的ノイズの影響や干渉の影響は大幅に低減される。平均化されたサンプルを内挿に用いることは、パイロットシンボル内挿方式の性能を改善する。

【0060】図2を参照して、パイロットシンボル内挿器1は、既知のパイロットシンボルp1を用いて位相及び振幅を受信信号i1から抽出する。

【0061】パイロットシンボル内挿器1は、パイロットシンボルにより与えられるチャネル測定値を内挿し、データ検出用の振幅基準及び位相基準z1を得る。

【0062】通常のパイロットシンボル内挿は、フェージング補償のための従来技術において公知である。低次のガウス内挿（Gaussian interpolation）と低域済波内挿（low-pass interpolation）或いは線形内挿（linear interpolation）が、この場合に適用される。

【0063】線形内挿を以下に簡単に説明する。フェージングチャネルは乗積型歪を招来し、パイロットシンボルにより与えられるチャネル測定値は受信信号i1の対応サンプルをパイロットシンボルp1によって除算することにより得られる（推定される）。そして、これらの推定値はノイズによって崩されている。

【0064】パイロットシンボルの数Mが1よりも大であれば、1スロットについてこれらの推定値を平均化することによりノイズの影響は低減されるが、この場合、フェージング伝達関数はM個の連続するパイロットシンボル期間において一定であることが仮定される。

【0065】位相及び振幅基準z1は、スロット内において2個の連続するスロットの線形内挿によって推定される。

【0066】少なくとも2個のスロットからのパイロットシンボルによって推定されるフェージングチャネルの測定値を使用するために内挿にいかなる要求がなされようとも、内挿は必然的に遅延を招く。

【0067】フェージング乗積型歪のI成分とQ成分に対する内挿が行われる。位相及び振幅基準z1もまた、1スロット内で低次のガウス内挿（ほぼガウスフィルタ）又は低域済波内挿により推定することができる。なお、多相フィルタ（polypahse）回路構造を低域済波内挿に適用してもよい。

【0068】図2において、ブロック3で示される位相及び振幅補償器Iが、パイロットシンボル内挿器1で推定された位相及び振幅基準z1をフェージング補償のために用いる。位相及び振幅補償器3は、フェージング歪を補償するため受信信号i2に複素数値1/z1を乗算する。

【0069】ブロック4で示す遅延D1は、パイロットシンボル内挿器1でのシンボル内挿に起因する遅延を補償するために導入されている。

【0070】スライサIすなわちブロック5は、補償された信号i3を入力として用い、検出シンボルd1を出力する（これを「シンボル決定（symbol decision）」という）。これらの検出シンボルは、逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定のために求められるものであり、受信機における現実の検波プロセスとは必ずしも一致しない。

【0071】コヒーレントに検出された（すなわち同期検波された）シンボルd1は、逐次型最小二乗法による推定のためスイッチ6によってパイロットシンボルp2と結合されるが、フレーム同期が仮定されており、そのため局部パイロットシンボル発生器2とスイッチ6の制御とがフレーム構造伝送に同期されている。本実施形態においては、シンボルタイミング同期とシンボル間干渉のない受信もまた仮定されている。ブロック8によって導入された遅延D2は、ブロック4における遅延D1と同じである。遅延D2もまた、内挿用の遅延を補償す

る。

【0072】逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定器(RLS位相及び振幅推定器)7は、検波されたシンボルd1と既知のパイロットシンボルp2とを用いて逐次型最小二乗法による適応アルゴリズムにより遅延受信信号i2から位相及び振幅を抽出する。

【0073】図3は、逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定処理をより詳細に図解するものである。

【0074】シンボル系列u2は、検波シンボルd1とパイロットシンボルp2とを図1に示すスイッチ6を介して時分割多重することにより形成される。シンボル系列u2と遅延された受信信号i2とは、逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定器7のための入力であり、一方、z2はRLS位相及び振幅推定器7の出力となる(位相及び振幅補償器10への入力)。

【0075】シンボルu2を乗積型歪の推定値z2に乗算器101にて乗算することにより、受信信号i6の推定値が生成される。

【0076】エラー信号e2は、減算器102にて、受信信号推定値i6を遅延された受信信号i2から減算することにより計算される。

$$E_t = \sum_{n=0}^t |e_2(n)|^2 w^{t-n}$$

【0083】ただし、Wは、逐次型最小二乗法(RLS)適応アルゴリズムのための重み付け係数である。

【0084】なお、逐次型最小二乗法のアルゴリズムは従来技術において公知である。

【0085】ここでは、フェージングチャネル乗積型歪が、スカラー量の複素数値信号z2の乗算によってどのようにモデリングされようとも、逐次型最小二乗法のアルゴリズムは単純化された形式を有する。

【0086】信号u2は入力信号として考えられ、信号z2は推定係数として考えられ、 $e_2 = i_2 - z_2 \cdot u$

$$R_t = \sum_{n=0}^t w^{t-n} \cdot u_2(n) \cdot u_2^*(n) \quad \dots (3)$$

【0090】また、D(t)は、次式(4)に規定される相互相関値である。

$$D_t = \sum_{n=0}^t w^{t-n} \cdot i_2(n) \cdot u_2^*(n) \quad \dots (4)$$

【0092】ここで、 $u_2^*(n)$ は、 $u_2(n)$ の共役複素数を表す。

【0093】 $u_2(n) \cdot u_2^*(n)$ は、 $u_2(n)$ のマグニチュードの二乗に等しく、実数値であり、信号

【0077】ベースバンド受信信号i2は、シンボル期間毎に、すなわち時刻{nTs}において一度サンプリングされ、逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定器7により推定用に使用されるサンプル{i2(n)}を与える。Tsはシンボル期間を示している。

【0078】フェージングチャネル乗積型歪の推定値は、時刻{nTs}において出力され、サンプル{z2(n)}が得られる。

【0079】入力シンボルu2もまたシンボルデータ速度でサンプリングされ、時刻{nTs}においてサンプリング{u2(n)}で表される。

【0080】信号i2, i6, z2, e2は、I/Q直交成分をもった複素数値信号である。

【0081】逐次型最小二乗法による適応アルゴリズムは、時間平均重み付け二乗誤差e2を最小化する。いかなる誤差e2に付された重みも、誤差の時間経過とともに指數級数的に減少し、アルゴリズムは次式(1)のEtを最小化する。

【0082】

【数1】

$$0 < W < 1 \quad \dots (1)$$

2は誤差信号である。上式(1)におけるEtをz2に関して最小化すると、逐次型最小二乗法によるアルゴリズムに従って次式(2)が得られる。

【0087】

$$R(t) \cdot Z_2(t) = D(t) \quad \dots (2)$$

【0088】ここで、R(t)は、次式(3)に規定される信号相関値である。

【0089】

【数2】

【0091】

【数3】

相関値R(t)も実数値である。上式(2)の解は、次式(5)で与えられる。

【0094】

【数4】

$$\begin{aligned}
 z_2(t) &= \frac{D(t)}{R(t)} \\
 &= \frac{\sum_{n=0}^t W^{t-n} \cdot i_2(n) \cdot u_2^*(n)}{\sum_{n=0}^t W^{t-n} \cdot u_2(n) \cdot u_2^*(n)} \quad \cdots (5)
 \end{aligned}$$

【0095】 $R(t)$ は、次式(6)のように、一サンプル前の $R(t-1)$ から逐次的(リカーシブ)に計算される。

$$R(t) = W \cdot R(t-1) + u_2(t) \cdot u_2^*(t) \quad \cdots (6)$$

【0097】 $D(t)$ も次式(7)のように逐次的に計算される。

$$D(t) = W \cdot D(t-1) + i_2(t) \cdot u_2^*(t) \quad \cdots (7)$$

【0099】このため、フェージングチャネルの乗積型歪推定値 $z_2(t)$ は次式(8)のように逐次的に計算される。

$$z_2(t) = \frac{W \cdot D(t-1) + i_2(t) \cdot u_2^*(t)}{W \cdot R(t-1) + u_2(t) \cdot u_2^*(t)} \quad \cdots (8)$$

【0101】図4は、図2の逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定器7の処理を詳細に図解するものである。

【0102】上式(8)の分子の計算は、ブロック201, 202, 203, 204にて行なわれる。これらのブロックはスカラー演算を行う。ブロック203は1サンプル遅延を導入し、ブロック202は加算器であり、ブロック204は乗算器である。

【0103】上式(8)の分母の計算は、ブロック205, 206, 207, 208, 209により行なわれる。これらのブロックは、複素数値の演算を行う。ブロック205は、共役複素数の計算を図解し、ブロック208は1サンプル遅延を導入し、ブロック207は加算器であり、ブロック206, 209は乗算器である。

【0104】上式(8)の分数計算は、ブロック210に図示されている。

【0105】図4には、逐次型最小二乗法による推定のための従来の計算法の説明が模式的に与えられている。これらの計算の様々な変形は、当業者によって用いられる。

【0106】本発明は、ここに図示した実施の形態に制限されることを意図していないが、ここに開示された原理及び新規な特徴に矛盾しない最大限の範囲に従うべきものである。

【0107】乗積型歪推定におけるノイズの影響を低減するため、逐次型最小二乗法による適応アルゴリズムWのための重み付け係数は、「1」に近いものでなければならぬ。大きな重み付け係数は、推定値 z_2 に対する

【0096】

【数5】

【0098】

【数6】

【0100】

【数7】

加算型ノイズの影響を低減するが、同時に乗積型歪の変化に対する鈍い応答を招く(すなわち追尾遅延を増大させる)。この追尾遅延は判定指向型キャリア同期技法にとって破壊的である。

【0108】本実施形態においては、追尾遅延の影響は遅延ブロックによって補償されている。

【0109】図2のブロック9における遅延D3が、逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定器7により導かれた推定に伴う遅延の補償に用いられる。逐次型最小二乗法による推定における追尾遅延は、逐次型最小二乗法による重み付け係数の関数であり、選択された重み付け係数に対しては一定の遅延D3が提案される。

【0110】現在の推定に先行スロットからの情報を使用する方法を用いて時間的に連続して逐次型最小二乗法による推定が適用され、そのことで推定精度が改善される。

【0111】本実施形態においては、変則的な位相基準のジャンプ(飛躍)或いはPLLや同様の位相追尾システムの再引き込み問題を伴うことなく、膠着とは無縁の同期が達成されると共に、曖昧さのない位相同期が達成される。正確な位相及び振幅基準が供給されるため、本実施形態により多値位相変調(M-P SK)や多値直交振幅変調(M-QAM)のような多値変調が可能になる。

【0112】図2において、ブロック10で示される補償器IIは、受信信号i4の最終フェージング補償用に逐次型最小二乗法により推定された乗積型歪 z_2 を用いる。補償器IIは、受信信号i4に複素数 $1/z_2$ を乗算

する。

【0113】チャネル符号を用いると、フェージング補償器IIの出力からソフトウェア情報データが得られる。補償された信号 i_5 を用いることにより、図2にブロック11で示したスライサIIは最終決定を行い、同期検波されたシンボル（検波シンボル） d_2 を出力する。信号 $i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, d_1, d_2, p_1, p_2, z_1, z_2$ は、I/Q直交成分を伴った複素数値信号である。

【0114】次に、本発明の基礎となる判定指向型キャリア同期ユニットの構成を図5及び図6を参照して説明しておく。

【0115】判定指向型キャリア同期ユニットは、検出されたシンボル（シンボル判定）が位相及び振幅の推定に用いられる（指向される）ものであり、フェージングに起因する乗積型歪の位相及び振幅を推定する手段と、乗積型歪を補償する歪補償手段と、コヒーレントシンボルを検出するシンボル検出手段と、乗積型歪の位相及び振幅を推定する手段を周期的にトレーニングする手段と、を含んでいる。

【0116】図5には、キャリア復元のための、逐次型最小二乗法（RLS）位相・振幅推定と予測とを結合してなる判定指向型キャリア同期装置のブロック線図を示している。複素数値のベースバンド線形変調受信信号が、フェージングに起因する乗積型歪の推定に用いられる。フェージングによる乗積型歪の同相成分（in-phase）と直交成分（quadrature）I/Qは、低域済波処理され、乗積型歪のI/Q推定用によく適合したものとされる。フレーム構造型伝送は、すでに図1を参照して説

$$d_i = z_{1i} - z_{2i-1}$$

… (9)

$$z_{2'_{i+1,i}} = z_{2'_{i,i-1}} + (1-Q)^2 d_i$$

… (10)

$$z_{2_{i+1,i}} = z_{2_{i,i-1}} + z_{2'_{i+1,i}} + (1-Q^2) d_i$$

… (11)

$$z_{2_{i-n,i}} = z_{2_{i+1,i}} + (n-1) z_{2'_{i+1,i}}$$

… (12)

【0122】 $z_{2'_{i+1,i}}$ は、 $z_{1_{i+1}}$ と z_{1_i} との差の予測値であり、このため z_i の*i*についての変化率となる。

【0123】このアルゴリズムは、 $z_{1i} - z_{1i-1}$ が、*i*のいくつかの隣接値に亘って*i*に対して実効的には不变であることを仮定している。

【0124】Qは、予測アルゴリズムのメモリ係数であり、0から1の範囲の実数値定数であり、通常は1に近い値とされる。

【0125】図6は、上式(9)～(12)を用いた計算過程を模式的に図解するものであり、図5の予測器52の処理の詳細な説明図である。

【0126】上式(9)の計算は、減算器501により図示されている。ブロック502, 503, 504は、

明したとおりである。

【0117】図5を参照して、位相及び振幅推定器60は、検出したシンボル d_1 又は既知のバイロットシンボル p_1 をスイッチ56を介して選択し、受信信号 i_1 から位相及び振幅を推定する。ここではフレーム同期されているものとし、局所的なバイロットシンボル発生器55とスイッチ56の制御はフレーム構造型伝送に同期しているものとする。現在の位相及び振幅推定値 z_2 は次の受信信号 i_1 のフェージング補償のために用いられる。

【0118】位相及び振幅推定器60は、RLS位相・振幅推定器51と予測器52とからなり、RLS位相・振幅推定器51は、図3に示したものと同様なRLS適応アルゴリズムを行い乗積型歪 z_1 を推定する。

【0119】予測器52は、現在及び過去の乗積型歪推定値 z_1 を用いて、乗積型歪 z_2 すなわち将来におけるnシンボルの予測を行なう。予測はモリソン（Morriso n）の最小二乗フェージング・メモリ予測アルゴリズムに基づいている。

【0120】推定値 z_1 の系列を用いることにより、予測器52は乗積型歪の第nステップの予測値 $z_{2_{i+n,i}}$ を形成する。第nステップの予測値 $z_{2_{i+n,i}}$ を形成するため、モリソンの度数1の最小二乗フェージング記憶予測アルゴリズムを適用し、 $z_{1i}, z_{1_{i-1}}, z_{1_{i-2}}, \dots$ を推定することにより、予測器52はまず第1ステップの予測値 $z_{2_{i+1,i}}$ を決定しなければならない。予測器52は、以下の複素数値を算定する。

【0121】

【数8】

$$\dots (9)$$

$$\dots (10)$$

$$\dots (11)$$

$$\dots (12)$$

上式(10)の計算により用いられる。上式(11)は、ブロック505, 506, 507, 508により図示されている。最後に、上式(12)の計算は、ブロック509, 510により図示されている。

【0127】最初に受信したサンプル z_{1i} において予測処理を開始するため、予測器52は、次式(13)のようにおく。

【0128】

$$z_{2_{1,0}} = z_{1i}, \quad z_{2'_{1,0}} = 0 \quad \dots (13)$$

【0129】時刻 kT において予測を再開させるため、予測器52は、次式(14)のようにおく。

【0130】

$$z_{2_{k,k-1}} = z_{1_{k-1}}, \quad z_{2'_{k,k-1}} = 0 \quad \dots (14)$$

【0131】RLS推定処理を再開するため、図5のR

LS位相・振幅推定器51は、内部メモリの値を零にセットし、こうしてその後の推定値に対する過去に受信したサンプルの影響を無効とする。

【0132】深いフェージングとノイズとが、実際の乗積型歪とその推定値との間に差異をもたらし、これが原因となりシンボルの決定誤差を招く。

【0133】判定指向型キャリア同期方式におけるこれらの決定誤差は、推定に影響を及ぼし、そのことで同期ユニットは膠着（ハングアップ）状態に陥ることがある。

【0134】これらの欠点を克服するため、図1に示したように、既知のパイロットシンボルが、位相及び振幅推定器のトレーニングに用いられる。トレーニング期間中、同期ユニットはハングアップから回復し正確な推定を開始する。そして、挿入されたパイロットシンボルに起因する損失を最小化するため、トレーニング期間ごとに数種のパイロットシンボルだけが用いられる。

【0135】推定におけるノイズを抑圧するために大きなRLS重み付け係数を用いると、過去のサンプルのRLS推定に対する大きな影響のために、ハングアップからの回復と推定の修正は、トレーニング期間中に行なえなくなる。

【0136】トレーニング期間中の推定処理を高速化するため、RLS推定器の処理の再開は、各種トレーニング期間の開始時点で内部メモリをリセットすることにより行なわれる。トレーニング期間の終了時点において、予測処理の再開は、上式(13)、(14)に規定されるように、プリセット用に更新された推定値を用いるにより行なうことが必要とされる。

【0137】図5における補償器54は、推定され且つ予測された乗積型歪 z_2 を、受信信号*i*1の位相及び振幅補償用に用いる。補償器54は、マルチバス受信信号*i*1に複素数値 $1/z_2$ を乗算する。補償された信号*i*2を用いることにより、スライサ53は決定を行い、検波シンボル（検出シンボル）*d*1を出力する。

【0138】判定指向型同期方式にて同期検波されたシンボル*d*1は、周波数比選択制フェージングチャネル内の乗積型歪の位相及び振幅推定に用いられる。

【0139】受信機が妥当な低エラーレート状態で作動していると仮定することで、検波シンボル*d*1は乗積型歪の推定処理に十分に用いることができる。このシンボル検波は、乗積型歪の推定のために必要とされるものであり、必ずしも受信機の実際の検波処理に合致する必要はない。信号*i*1、*i*2、*d*1、 z_1 、 z_2 等は、I/Q直交成分をもった複素数値信号である。すべての処理はシンボルレートで行われ、時刻*iT*（但し、Tはシンボル期間）でにおける各信号のサンプルは、添字*i*によって示される。

【0140】図5及び図6を参照して説明した判定指向型キャリア同期ユニットは、最小二乗フェージング記憶

メモリへのカーブフィッティング及び外挿に基づく予測を、RLS推定に適合させることにより、追尾遅延を低減することができ、このためBER性能（ビット誤り率）が改善している。そして上記キャリア回復方法は、デコード用にチャネル品質情報を抽出する可能性を伴って、膠着現象を最小化し、ディジタル方式の実装に好適とされ、現在の通信システム内の受信機のディジタル化要求に合致するものである。

【0141】

【発明の効果】以上説明したように、本発明は、決定帰還型逐次型最小二乗法（デシジョンフィードバックRLS）推定を提案するものであり、フェージングチャネル乗積型歪の推定における冗長性を低減し、推定の信頼性を高めている。そして、本発明によれば、逐次型最小二乗法による推定の追尾遅延の影響を補償する新規で改良された方式方法が提案され、この修正された方式は、品質劣化を回避して連続的な位相及び振幅推定値を生成する。

【0142】また、本発明による方式は、推定されたフェージングチャネル機能の精度を改善し、非常に高速で変化するフェージング状態を追尾することができるという効果を有する。さらに、本発明の方法を用いることにより、必要とされるパイロットシンボル数が低減でき、或いはフレーム構造伝送におけるパイロットシンボル間の時間間隔を増大させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】伝送方式のフレーム構成を示す図である。

【図2】本発明の一実施形態の構成を例示するブロック線図である。

【図3】本発明の一実施形態における位相及び振幅推定処理を詳細に示す図である。

【図4】本発明の一実施形態における逐次型最小二乗法による推定のための計算方法を説明するための図である。

【図5】本発明に関する判定指向型キャリア同期設計方式を説明するための図である。

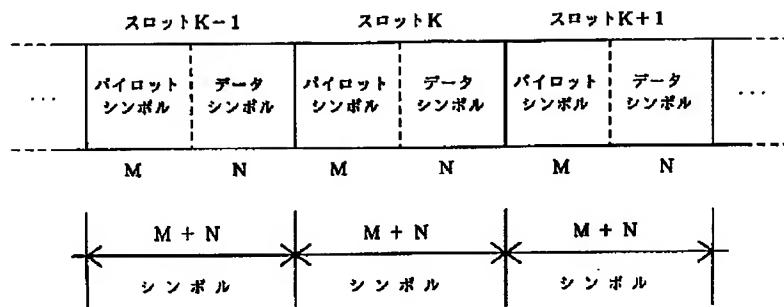
【図6】判定指向型キャリア同期設計方式の予測処理の計算方法を説明するための図である。

【符号の説明】

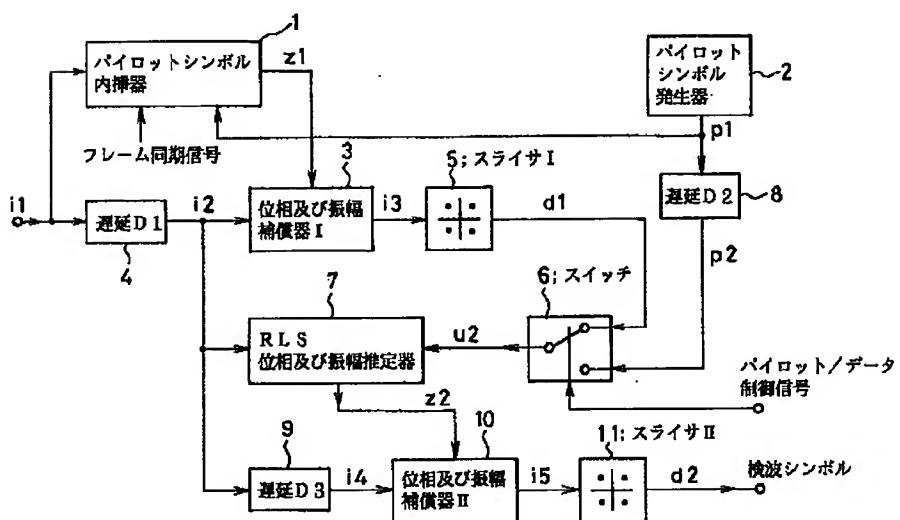
- 1 パイロットシンボル内挿器
- 2 パイロットシンボル発生器
- 3 位相及び振幅補償器 I
- 4 遅延ブロック D1
- 5 スライサ I
- 6 スイッチ
- 7 逐次型最小二乗法による位相及び振幅推定器
- 8 遅延ブロック D2
- 9 遅延ブロック D3
- 10 位相及び振幅補償器 II
- 11 スライサ II

101	乗算器	205	共役複素数値計算器
102	加算器	206	乗算器
201	二乗値計算器	207	加算器
202	加算器	208	1サンプル遅延器
203	1サンプル遅延器	209	乗算器
204	乗算器	210	除算器

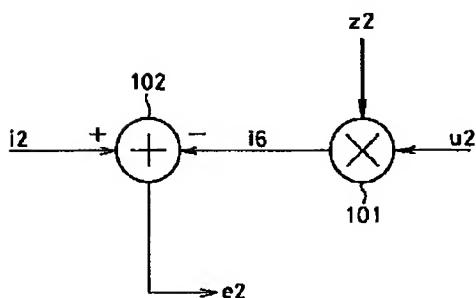
【図1】



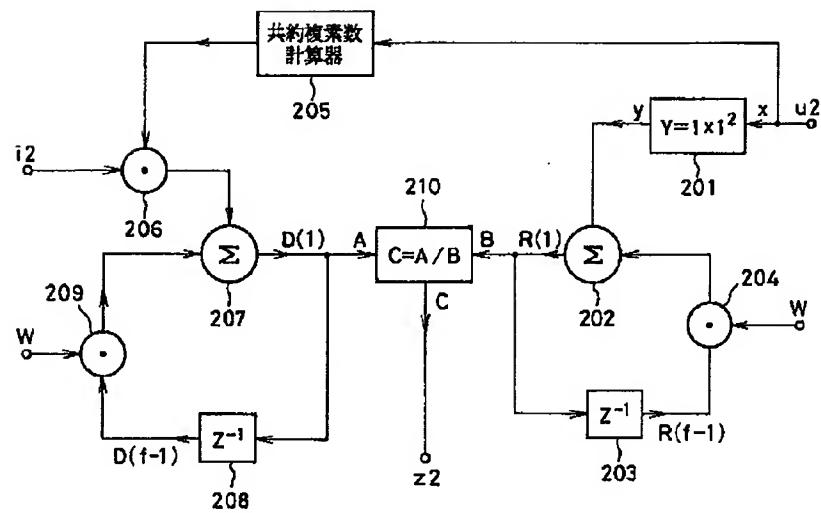
【図2】



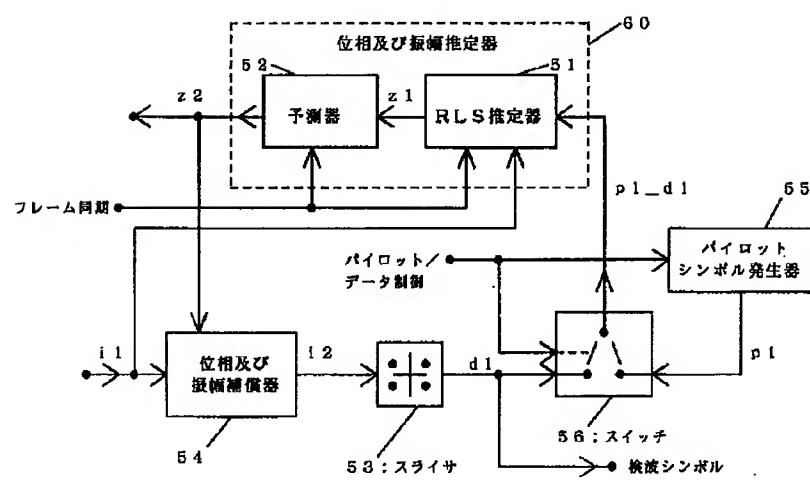
【図3】



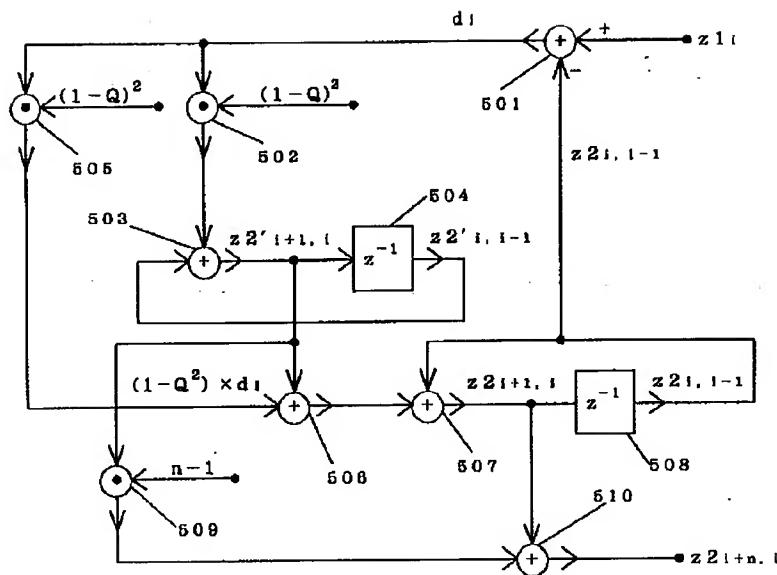
【図4】



【図5】



【図6】



【手続補正書】

【提出日】平成7年10月18日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0121

【補正方法】変更

【補正内容】

【0121】

【数1】

$$d_i = z_{1i} - z_{2i, i-1} \quad \cdots (9)$$

$$z_{2'_{i+1, i}} = z_{2'_{i, i-1}} + (1-Q)^2 d_i \quad \cdots (10)$$

$$z_{2i+1, i} = z_{2i, i-1} + z_{2'_{i+1, i}} + (1-Q^2) d_i \quad \cdots (11)$$

$$z_{2i+n, i} = z_{2i+1, i} + (n-1) z_{2'_{i+1, i}} \quad \cdots (12)$$